

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-205799

(43) 公開日 平成9年(1997)8月5日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 7/63	3 0 2		H 0 2 P 7/63	3 0 2 S
				3 0 2 K
H 0 2 M 7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	Z

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平8-10134

(22) 出願日 平成8年(1996)1月24日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71) 出願人 595089190

智和産業株式会社

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

(72) 発明者 井堀 敏

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

株式会社日立製作所産業機器事業部内

(72) 発明者 服部 元信

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

株式会社日立製作所産業機器事業部内

(74) 代理人 弁理士 武 嗣次郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【要約】

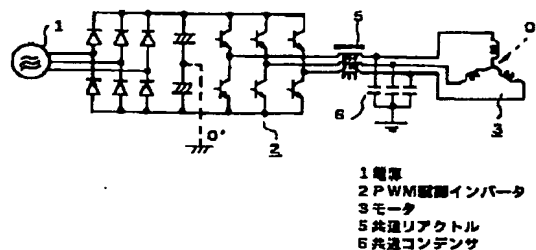
【課題】 モータの軸受部での油膜絶縁破壊の原因である軸電圧を低減させ、軸受の損傷を防止して長寿命化が得られることができるようにしたインバータ装置を提供すること。

【解決手段】 電源1とPWM制御インバータ2、それにモータ3からなる装置において、PWM制御インバータ2の出力と、このインバータで駆動されるモータ3の入力の間に直列に共通リアクトル5を設けると共に、共通リアクトル5のモータ3の入力端子側の接続点と、共通電位点の間に共通コンデンサ6を設けたもの。

【効果】 軸受に油膜の破壊や損傷が発生するのを防止することができるので、モータの長寿命化が確実に得られると共に、PWM制御インバータのスイッチング周波数を上げることによるモータの高効率化と低騒音化を充分に図ることができる。

【図1】

実施例1



【特許請求の範囲】

【請求項1】 主回路スイッチング素子のパルス幅変調制御により、直流電力を多相交流電力に変換して電動機に供給する方式のインバータ装置において、

上記インバータの出力端子と、上記電動機の入力端子の間に直列に接続された誘導リアクタンス素子を設け、この誘導リアクタンス素子のインピーダンス値を、上記インバータと上記電動機の各部位間に存在する浮遊容量によるインピーダンスに対して所定の値に設定することにより、

上記電動機の巻線の中性点に現われる零相電圧を抑えるように構成したことを特徴とするインバータ装置。

【請求項2】 主回路スイッチング素子のパルス幅変調制御により、直流電力を多相交流電力に変換して電動機に供給する方式のインバータ装置において、

上記インバータの出力端子と、上記電動機の入力端子の間に直列に接続された誘導リアクタンス素子と、

この誘導リアクタンス素子のモータ入力端子側の接続点と、共通電位点の間に接続された静電容量リアクタンス素子とを設け、

これらの素子によるインピーダンスを、上記インバータとモータ各部位間に存在する浮遊容量によるインピーダンスに対して所定の値に設定することにより、

上記電動機の巻線の中性点に現われる零相電圧を抑えるように構成したことを特徴とするインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、高周波スイッチング技術を利用したPWM制御インバータに係り、特に電動機駆動用の多相交流電力を発生するインバータに関する。

【0002】

【従来の技術】 誘導電動機などの交流電動機を可変速駆動するための電力用インバータとしては、従来から、パルス幅変調方式による可変電圧可変周波数インバータ、すなわち、PWM制御インバータが主として用いられているが、半導体スイッチング素子の高周波数特性が向上するにつれ、さらに近年は、このPWM制御インバータにおけるPWMのためのスイッチング周波数(搬送周波数)を高くして出力波形の改善を図るようにした、いわゆる高周波スイッチング技術を利用したインバータが使用されるようになり、これにより被駆動側電動機の効率向上と低騒音化が得られるようにしている。

【0003】 図4は、このようなPWM制御インバータを用いたシステムの従来例を示したもので、電源(商用交流電源)1から供給される交流電力をPWM制御インバータ2により可変電圧可変周波数の交流電力に変換し、モータ(電動機)3を駆動するようになっている。なお、この図4において、0'はインバータの仮想中性点を、そして0はモータ巻線の中性点を夫々表わしたもの

であり、さらにPとNは、直流部での正負の極性を表わしている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 従来技術は、被駆動側の電動機で発生する軸電圧についての配慮がされておらず、被駆動側電動機の軸受寿命短縮の問題があった。すなわち、高周波スイッチング技術を利用したインバータによる電動機駆動システムでは、電動機に過大な軸電圧が誘起され、この結果、その軸受部での油膜破壊の虞れ、及びそれによる短絡電流の繰返し流通による軸受自体での損傷発生の虞れを防止することができず、軸受寿命短縮の問題を生じてしまうのである。

【0005】 以下、この軸電圧を V_a とし、これの発生について、更に詳しく説明する。図4に示すように、PWM制御インバータ2によりモータ3を駆動した場合には、インバータの仮想中性点0'とモータ巻線の中性点0の間に零相電圧 V_a が誘起されるという基本的な特性がある。

【0006】 この零相電圧 V_a は、例えば図4のモータ3などの一般的なモータでは、等価的には、図5に示すように、モータの電機子巻線(一次コイル)3Aと接地点(共通電位点)の間に現われる。

【0007】 なお、この図5(a)で、3Bは固定子コア、3Cはロータ(回転子)、3Dはモータの回転軸、そして3Eはモータのエンドブラケットであり、周知のように、電機子巻線(一次コイル)3Aは固定子コア3Bに巻回され、回転軸3Dはエンドブラケット3Eに設けられている。そして、エンドブラケット3Eがアースされ、接地点に接続されるようになっている。

【0008】 従って、これらモータの各部には、種々の浮遊静電容量が現われる。そこで、いま、電機子巻線3Aと固定子コア3Bの間の静電容量を C_1 、電機子巻線3Aとロータ3Cの間の静電容量を C_2 、固定子コア3Bとロータ3Cの間の静電容量を C_3 、そして軸受3Fの油膜による静電容量を C_4 とすると、零相電圧 V_a に関するモータの等価回路は図5(b)に示すようになり、この結果、PWM制御インバータ2を含めた等価回路は図6に示すようになる。なお、この図6で、 C_0' はインバータの浮遊静電容量を表わす。

【0009】 そして、このときPWM制御インバータ2から発生する零相電圧 V_a は、図7に示すように、インバータの仮想中性点0'に対してPとNを最大値として交番する波形となる。例えば、電源電圧が三相200Vの商用電源の場合には、このP-N電圧はDC270Vにもなる。

【0010】 そこで、この零相電圧 V_a は、これらインバータ2とモータ3の各部位間及び各部位と接地点間に存在する浮遊静電容量により分割され、軸受3Fに印加されるようになり、この結果、軸電圧 V_a が生じてしま

うのである。

【0011】この軸電圧 V_a の大きさは、インバータとモータ各部位間に存在する浮遊容量によるインピーダンスに依存し、その周波数はPWM制御インバータのスイッチング周波数そのものとなる。そして、この軸電圧 V_a が過大になり、例えば数V以上にもなると、軸受3Fのグリース油膜が絶縁破壊を起こし、これが繰返されることによって軸受に磨耗が発生し、寿命が短縮されてしまうことになる。

【0012】なお、スイッチング周波数を比較的低周波にしてやれば、短絡電流流通の繰返し頻度が低下するので、油膜破壊による短絡電流の平均値を抑えることができ、この結果、軸受損傷までの時間(寿命)を長くすることができるが、しかし、この場合には、モータ効率が犠牲になり、騒音の抑圧も困難になってしまう。

【0013】本発明の目的は、モータの軸受部での油膜絶縁破壊の原因である軸電圧を低減させ、軸受の損傷を防止して長寿命化が得られることができるようにしたインバータ装置を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的は、PWM制御インバータの出力端子と、このインバータで駆動されるモータの入力端子の間に直列に接続された誘導リアクタンス素子を設け、この誘導リアクタンス素子のインピーダンスを、上記インバータとモータ各部位間に存在する浮遊容量によるインピーダンスに対して所定の値に設定することにより達成される。

【0015】また、同じく上記目的は、PWM制御インバータの出力端子と、このインバータで駆動されるモータの入力端子の間に直列に接続された誘導リアクタンス素子と、この誘導リアクタンス素子のモータ入力端子側の接続点と、共通電位点の間に接続された静電容量リアクタンス素子とを設け、これらの素子によるインピーダンスを、上記インバータとモータ各部位間に存在する浮遊容量によるインピーダンスに対して所定の値に設定することにより達成される。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明によるインバータ装*

$$V_a = \frac{\omega C_0 + \omega C_{Z2}}{(\omega L_{Z1} - \frac{1}{\omega C_0} - \frac{1}{\omega C_0 + \omega C_{Z2}})} \times V_z \dots\dots (数1)$$

【0023】従って、モータ3の軸受3Fに印加される軸電圧 V_a は、この(数1)式による電圧 V_a と、モータの等価回路から、以下の(数2)式で求めることができ

* 置について、図示の実施例により詳細に説明する。図1は、本発明の一実施例で、図において、5は共通リアクトルで、6は共通コンデンサであり、その他、電源1とPWM制御インバータ2、それにモータ3は、図4で説明した従来例と同じであり、インバータの仮想中性点 $0'$ 、モータ巻線の中性点0についても、同じである。

【0017】共通リアクトル5は、3組の同じ巻数のコイルを共通の鉄心に巻回したコイル装置で作られ、その3組のコイルを、PWM制御インバータ2とモータ3を接続している三相の各線路にそれぞれ直列に接続することにより、PWM制御インバータ2の出力と、このインバータで駆動されるモータ3の入力の間に直列に接続された誘導リアクタンス素子を構成している。

【0018】共通コンデンサ6は、3個の同一静電容量を有するコンデンサで、その3個のコンデンサを、PWM制御インバータ2とモータ3を接続している三相の各線路と接地点の間にそれぞれ並列に接続することにより、共通リアクトル5のモータ3の入力端子側の接続点と、共通電位点の間に接続された静電容量リアクタンス素子を構成している。

【0019】モータ3の零相等価回路は、上記したように、図5の通りに表わすことができるので、共通リアクトル5のインダクタンスを L_n 、共通コンデンサ6のキャパシタンスを C_n とすると、図1の実施例の零相等価回路は、図2に示すようになる。

【0020】つまり、この実施例では、インバータ2で発生された零相電圧 V_z が、図6の従来例のようにそのままモータ巻線の中性点0に印加されるのではなく、共通リアクトル5のインダクタンス L_n と共通コンデンサ6のキャパシタンス C_n 、及びモータ3内の等価回路によって分圧されてモータ巻線の中性点0に現われるように構成してある。

【0021】そして、この結果、図1の実施例では、まず、中性点0に印加される電圧 V_a は、次の(数1)式のようになる。

【0022】

【数1】

る。

【0024】

【数2】

$$V_D = \frac{C_k}{C_E + C_G + C_H} \times V_0$$

$$= \frac{C_k}{C_E + C_G + C_H} \times \frac{Z_1 // Z_{Z2}}{Z_{Z1} + Z_0 + Z_0 // Z_{Z2}} V_Z \quad \dots\dots (数2)$$

$$\text{ここで、} Z_0 = \frac{1}{j\omega \left(\frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_O + C_B} + C_S \right)}$$

$$= \frac{1}{j\omega \left(\frac{C_B(C_E + C_H)}{C_E + C_G + C_H} + C_S \right)}$$

$$Z_{Z2} = \frac{1}{j\omega C_S}$$

$$Z_0' = \frac{1}{j\omega C_0}$$

$$Z_{Z1} = j\omega L_{Z1}$$

$$Z_0 = \frac{1}{j\omega C_0}$$

$$Z_0 // Z_{Z2} = \frac{Z_0 \cdot Z_{Z2}}{Z_0 + Z_{Z2}}$$

【0025】一方、この軸電圧 V_0 が、例えば数 V 程度の軸受油膜の絶縁破壊電圧以下であれば、油膜の破壊、及び軸受の損傷は起こらない。そこで、この実施例では、上記(数2)式で求めた軸電圧 V_0 が、次の条件を満足するように、すなわち、(数2)式で求めた軸電圧 V_0 が、予め設定してある予想破壊電圧 V_m 以下になるように、共通リアクトル5のインダクタンス L_{Z1} と共通コンデンサ6のキャパシタンス C_0 を規定したものである。

【0026】 $V_0 < V_m$

但し V_m ：数 V 以下の所定電圧

従って、この図1の実施例によれば、運転中、モータ3の軸受3Fに印加される軸電圧 V_0 は、常に確実に予想破壊電圧 V_m 以下に抑えられ、この結果、軸受3Fに油膜の破壊や損傷が発生するのを防止することができる。

【0027】次に、本発明の他の実施例について説明する。図3は、本発明の他の一実施例で、この実施例が図1の実施例と異なる点は、共通コンデンサを用いずに、共通リアクトル5だけで中性点0に印加される電圧 V_0 を抑え、軸電圧 V_0 を予想破壊電圧 V_m 以下にすることができるようにした点だけで、その他の構成は同じである。

【0028】この図3の実施例におけるモータ巻線中性点0の電圧 V_0 と、モータ3の軸受に印加される電圧、

すなわち、軸電圧 V_0 は、各々上記した(数1)式と(数2)式において、 $C_{Z2} = 0$ ($Z_{Z2} = \infty$)とおくことにより得ることができ、共通リアクトル5のインダクタンス L_{Z1} ($Z_{Z1} = j\omega L_{Z1}$)の値を調整することにより、同じく、軸電圧 V_0 と予想破壊電圧 V_m について、 $V_0 < V_m$

という条件を満足させることができ、この結果、モータ3の軸受に油膜の破壊や損傷が発生するのを確実に防止することができる。

【0029】

【発明の効果】本発明によれば、PWM制御インバータで発生された零相電圧がそのままモータ巻線の中性点に印加されるのではなく、共通リアクトルのインダクタンス及びモータ内の等価回路、又はこのインダクタンスと共通コンデンサのキャパシタンス及びモータ内の等価回路によって分圧されてモータ巻線の中性点に現われるようにしたので、モータ巻線の中性点に現われる電圧を抑え、モータの軸受に印加される軸電圧を容易に予想破壊電圧以下にすることができ、この結果、軸受に油膜の破壊や損傷が発生するのを防止することができる。

【0030】そして、この結果、モータの長寿命化が確実に得られると共に、PWM制御インバータのスイッチング周波数を上げることによるモータの高効率化と低騒音化を十分に図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるインバータ装置の第一の実施例を示す回路構成図である。

【図2】本発明によるインバータ装置の第一の実施例における零相分についての等価回路図である。

【図3】本発明によるインバータ装置の第二の実施例を示す回路構成図である。

【図4】インバータ装置の従来例を示す回路構成図である。

【図5】モータの等価回路図である。

【図6】インバータ装置の従来例における零相分についての等価回路図である。

【図7】零相電圧の波形図である。

【符号の説明】

- 1 電源(商用多相交流電源)
- 2 PWM制御インバータ
- 3 モータ
- 3B 固定子コア
- 3C ロータ(回転子)
- 3D モータの回転軸

* 3E モータのエンドブラケット あり、周知のように、電機子巻線(一次コ

3F 軸受(ベアリング)

5 共通リアクトル

6 共通コンデンサ

0 モータ巻線中性点

0' インバータ仮想接地点

V_{B} 軸受油膜の予想絶縁破壊電圧

V_1 軸受に印加される電圧(軸電圧)

V_0 モータ巻線中性点0の電圧

V_1 零相電圧

C_1 巻線-ステータコア間静電容量

C_2 巻線-ロータ間静電容量

C_3 ステータ-ロータ間静電容量

C_4 軸受-エンドブラケット間静電容量

L_{L} 共通リアクトル5のインダクタンス

C_{L} 解決手段コンデンサのキャパシタンス

C_{L}' インバータの浮遊静電容量

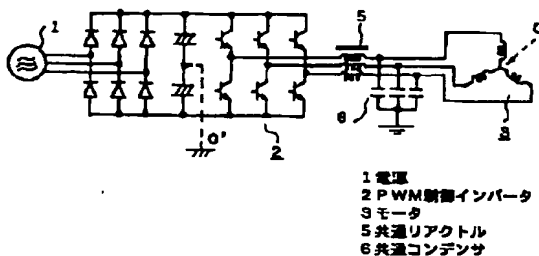
*

【図1】

【図3】

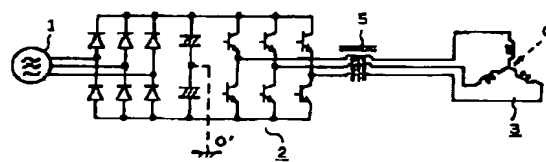
【図1】

実施例1



【図3】

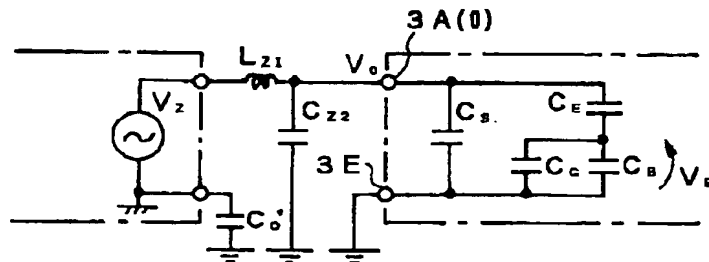
実施例2の回路構成



【図2】

【図2】

実施例1の零相分等価回路

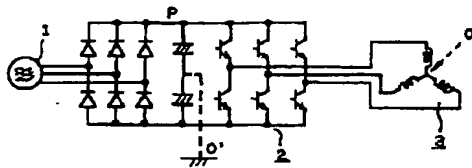


【図4】

【図5】

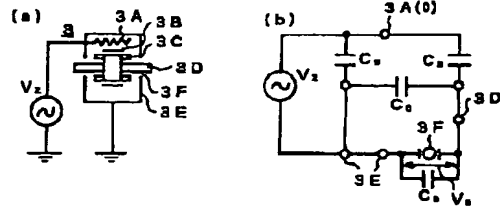
【図4】

PWM制御インバータとモータの従来例の回路構成



【図5】

モータ各部位のインピーダンスと等価回路

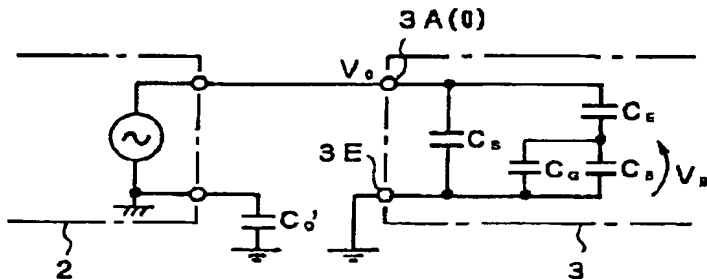


【図6】

【図7】

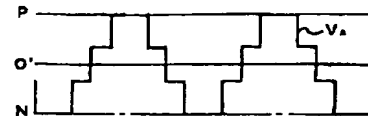
【図6】

従来例の零相分等価回路



【図7】

インバータから発生する零相電圧



フロントページの続き

(72)発明者 吉富 達夫
新潟県北蒲原郡中条町大字富岡46番地1
株式会社日立製作所産業機器事業部内

(72)発明者 千田 信一
千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号
習和産業株式会社内